

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:

Ralph OPPELT

Application No.: (Unassigned)

Group Art Unit:

Filed: (Concurrently)

Examiner:

For: CONTROLLABLE TWO-PHASE NETWORK WITH AMPLITUDE COMPENSATION

SUBMISSION OF CERTIFIED COPY OF PRIOR FOREIGN
APPLICATION IN ACCORDANCE
WITH THE REQUIREMENTS OF 37 C.F.R. § 1.55

Commissioner for Patents
PO Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

In accordance with the provisions of 37 C.F.R. § 1.55, the applicant(s) submit(s) herewith a certified copy of the following foreign application:

German Patent Application No(s). 10257465.0

Filed: December 9, 2002

It is respectfully requested that the applicant(s) be given the benefit of the foreign filing date(s) as evidenced by the certified papers attached hereto, in accordance with the requirements of 35 U.S.C. § 119.

Respectfully submitted,

STAAS & HALSEY LLP

Date: 12/9/03


By: Richard A. Gollhofer
Richard A. Gollhofer
Registration No. 31,106

1201 New York Ave, N.W., Suite 700
Washington, D.C. 20005
Telephone: (202) 434-1500
Facsimile: (202) 434-1501

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

 **Aktenzeichen:** 102 57 465.0

Anmeldetag: 09. Dezember 2002

Anmelder/Inhaber: Siemens Aktiengesellschaft, München/DE

Bezeichnung: Steuerbares Zweiphasennetzwerk mit
Amplitudenkompensation

IPC: H 03 H 7/20

 **Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.**

München, den 25. November 2003
Deutsches Patent- und Markenamt

Der Präsident

Im Auftrag

Sieck

Beschreibung

Steuerbares Zweiphasennetzwerk mit Amplitudenkompensation

- 5 Die Erfindung betrifft ein steuerbares Zweiphasennetzwerk mit Amplitudenkompensation.

Ein gängiges Modulationsverfahren der Nachrichtentechnik ist die Amplitudenmodulation. Amplitudenmodulierte Signale besitzen zwei Seitenbänder. Beide Seitenbänder tragen die gleiche Information, ein Seitenband ist also redundant. Üblicherweise wird deshalb im modulierten Signal ein Seitenband entfernt. Eine Möglichkeit ist die Entfernung eines Seitenbandes durch ein Filter. Wegen der hohen Anforderungen an das Filter bezüglich Dämpfung und Steilheit macht man jedoch oft von einer zweiten Methode, der Phasenmethode Gebrauch. Bei der Phasenmethode werden Signal und Lokaloszillatorsignal (LO-Signal) in zwei um 90° phasenverschobene Teilsignale aufgespaltet und getrennten Modulatoren bzw. Demodulatoren zugeführt. Deren Ausgangssignale werden summiert oder subtrahiert und liefern so das obere bzw. untere Seitenband (s. z.B. O. Zinke, H. Brunswig, „Hochfrequenztechnik 2“, 5. Auflage, S. 550 bis 554, Springer-Verlag, Berlin, 1999).

25 Um eine optimale Unterdrückung des einen Seitenbandes bei unverändertem anderen Seitenband zu erreichen, ist es notwendig, dass unter anderem die beiden LO-Signale um exakt 90° phasenverschoben sind und exakt gleiche Amplituden besitzen. Zur Durchführung der Methode werden steuerbare Zweiphasennetzwerke benutzt, die aus einem LO-Signal als Eingangssignal zwei um 90° Phasendifferenz verschobene Ausgangssignale gleicher Amplitude erzeugen. Sie werden für die sogenannte $0^\circ/90^\circ$ -LO-Signalaufbereitung von IQ-Modulatoren bzw. -Demodulatoren eingesetzt.

35

Zur Phasenschiebung des LO-Signals werden vorzugsweise Allpassnetzwerke verwendet, da diese einen frequenzunabhängigen

Amplitudengang haben. Bei hochfrequenten Signalen verwendet man Netzwerke, die wenige oder gar keine aktiven Elemente (z.B. Operationsverstärker) enthalten. Aktive Elemente sind frequenzlimitiert und beeinträchtigen den Allpasscharakter eines Netzwerks bei hohen Frequenzen. Bei rein passiven Allpassnetzwerken sind für die genannte Anwendung nur wellenwiderstandsunabhängige interessant. Diese können durch Variation eines Parameters, z.B. des Wertes einer Trimmkapazität C oder eines Trimmwiderstandes R , auf eine exakte Phasenschiebung von 90° eingestellt werden. Derartige Netzwerke erfordern jedoch entartete Impedanzen für die Quelle ($Z_Q = 0$) und die Last ($Z_L \rightarrow \infty$).

Wellenwiderstandsunabhängige passive Allpassnetzwerke sind bekannt und werden zur Seitenbandunterdrückung eingesetzt. Wegen der einschränkenden Bedingungen bezüglich der Quell- und Lastimpedanz versucht man bisher, die entarteten Impedanzen für Quelle ($Z_Q = 0$) und Last ($Z_L \rightarrow \infty$) möglichst gut zu approximieren. Für zunehmende Frequenzen ist dies immer schlechter zu realisieren. Die Phasendifferenz von 90° lässt sich zwar entsprechend nachregeln, jedoch verbleibt auf Grund der endlichen Quell- und Lastimpedanzen stets ein Amplitudenfehler zwischen beiden Ausgangssignalen, der die Seitenbandunterdrückung verschlechtert. Zur Regelung der einstellbaren Phasendifferenz werden einstellbare ohmsche Widerstände oder Kapazitäten verwendet. Meist bedient man sich hierbei zur Erreichung eines veränderbaren Widerstandes einer PIN-Diode und zur Erreichung einer veränderbaren Kapazität einer Kapazitätsdiode.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Zweiphasennetzwerk anzugeben, in dem endliche Lastimpedanzen und eventuell zusätzlich eine von Null verschiedene endliche Quellimpedanz vorgesehen sind und das die hohen Anforderungen an Phasenexaktheit und Amplitudengleichheit erfüllt.

Die genannte Aufgabe wird gelöst durch ein steuerbares Zweiphasennetzwerk mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1. Ein steuerbares Zweiphasennetzwerk erzeugt aus einem Eingangssignal ein erstes und zweites Ausgangssignal an einer ersten und zweiten Last mit wenigstens annähernd identischen Lastimpedanzen. Das Eingangssignal stammt aus wenigstens annähernd identischen Quellen, die ideale Quellen enthalten und zusätzlich ohmsche Quellwiderstände (Innenwiderstand) enthalten können. Das Zweiphasennetzwerk enthält einen Phasenpfad, der aus dem Eingangssignal das erste Ausgangssignal erzeugt und es enthält einen Amplitudenpfad, der aus dem Eingangssignal das zweite Ausgangssignal erzeugt.

Im Phasenpfad ist die einseitig an Masse geführte erste Last in Reihe zu zwei parallelen Zweigen geschaltet, wobei in einem Zweig eine einseitig an Masse geführte Quelle mit einem Trimmwiderstand in Reihe geschaltet ist und im anderen Zweig eine einseitig an Masse geführte Quelle mit einer Trimmkapazität in Reihe geschaltet ist.

Der Amplitudenpfad enthält eine Ausgleichsschaltung, die zur Anpassung der Amplitude des zweiten Ausgangssignals an die Amplitude des ersten Ausgangssignals dient. Der Amplitudenpfad enthält die zwischen Masse und dem Ausgang der Ausgleichsschaltung angeschlossene zweite Last und eine oder zwei je einseitig an Masse geführte Quellen. Die Ausgleichsschaltung weist einen oder zwei Eingänge auf, an den bzw. die jeweils die eine bzw. zwei Quellen angeschlossen sind.

Durch die Berücksichtigung endlicher Lastimpedanzen und eventuell von Null verschiedener Quellimpedanzen im Schaltbild des Phasenpfades gehen diese Werte in die Netzwerkanalyse des Zweiphasennetzwerks ein. Die Netzwerkanalyse zeigt, dass der Allpasscharakter des Phasenpfades erhalten bleibt und so auch die durch Trimmwiderstand und/oder -kapazität einstellbare Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und erstem Ausgangssignal. Jedoch ist das Betragsübertragungsverhältnis zwischen

Eingangs- und erstem Ausgangssignal nicht mehr zwingenderweise gleich 1, sondern kleiner oder gleich 1.

Diesem Verhältnis ist durch die Ausgleichsschaltung im Amplitudenpfad Rechnung getragen. Diese ist für eine fest gewählte Konfiguration (Netzwerkstruktur und Werte der Bauelemente) eines Phasenpfades derart gestaltet, dass das Zweiphasennetzwerk die folgenden Eigenschaften aufweist:

- Die Ausgangssignale beider Pfade weisen die zumindest annähernd gleiche Amplitude auf. Die Amplitudendämpfung im Phasenpfad wird also durch Anpassung der Ausgleichsschaltung im Amplitudenpfad nachempfunden.
- Die Ausgangssignale weisen eine konstante, aber einstellbare Phasenverschiebung gegeneinander auf.

Die in der Ausgleichsschaltung zur Erreichung dieser beiden Eigenschaften benötigte Netzwerkstruktur und die entsprechenden Netzwerkelemente werden bei gegebenen Impedanzen der Quelle und der Lasten im Phasenpfad durch bekannte analytische oder numerische Netzwerkanalyse- und Syntheseverfahren gewonnen.

Eine bevorzugte Ausführungsform der Erfindung sieht sowohl für die Quellimpedanz als auch für die Lastimpedanz rein ohmsche Widerstände vor. Die sich hierdurch ergebende Ausgleichsschaltung besitzt nur einen Eingang. Zwischen ihrem Eingang und Ausgang ist ein Trimmwiderstand angeschlossen. Die Netzwerkanalyse dieses Zweiphasennetzwerkes zeigt, dass das Betragsverhältnis β vom Eingangs- zu beiden Ausgangssignalen in beiden Pfaden $\beta \leq 1$ ist. Die Übertragungsfunktion am Ausgang des Phasenpfades ist insbesondere die eines Allpasses, multipliziert mit dem Faktor β . Die geforderten strengen Bedingungen für Phasen- und Amplitudeneigenschaften des Zweiphasennetzwerkes sind trotz der endlichen Quell- und Lastimpedanzen erfüllt.

Es gibt mathematische Beziehungen zwischen Trimmwiderstand, Quell- und Lastwiderstand. Dies führt zu einer Ausführungs-

form der Erfindung, bei der abhängig vom Betragsverhältnis β und dem Wert des Quellwiderstandes R_0 der Trimmwiderstand wenigstens annähernd den Wert $R = R_0 \frac{1+\beta}{1-\beta}$ und der Lastwiderstand wenigstens annähernd den Wert $R_L = R_0 \frac{2\beta}{(1-\beta)^2}$ besitzt.

5

Wegen der mathematischen Beziehungen zwischen Trimmwiderstand, Quell- und Lastwiderstand ist es günstiger, nur die Trimmkapazität und nicht den Trimmwiderstand zu verändern, um die Phasenverschiebung auf den gewünschten Wert von im Allgemeinen exakt 90° einzustellen. Zur Erreichung eines zufriedenstellenden Ergebnisses bezüglich der Exaktheit von Amplitudengleichheit und Phasendifferenz ist ein möglichst exakter Gleichlauf der Trimmwiderstände im Phasen- und Amplituden-zweig vorteilhaft. Ein Blindanteil in der Lastkapazität ist nicht vorgesehen.

15

In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung ist die Lastimpedanz die Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes mit einer Kapazität. Die Quelle ist ideal, also die Quellimpedanz gleich Null bzw. nicht vorhanden. Die sich hierdurch ergebende Ausgleichsschaltung besitzt nur einen Eingang. Zwischen diesem und ihrem Ausgang ist eine Parallelschaltung aus dem Trimmwiderstand und der Trimmkapazität geschaltet.

25

Bei dieser Ausführungsform können Trimmwiderstand und -kapazität problemlos variiert werden, um die gewünschte Phasenverschiebung einzustellen. Eine Netzwerkanalyse zeigt, dass wieder beide Pfade exakt gleiche Ausgangsamplituden aufweisen. Der Amplitudengang beider Ausgangsamplituden ist nicht konstant, also ist der Phasenpfad kein exakter Allpass.

30

Durch geeignete Dimensionierung der Bauelemente im Zweiphasennetzwerk kann der Frequenzgang der Amplitudendämpfung sehr gering gehalten werden. So sieht eine bevorzugte Ausführungs-

35

form vor, dass der Wert R des Trimmwiderstandes sehr viel, d.h. beispielsweise mindestens um den Faktor 100, kleiner als der Wert R_L des Lastwiderstandes ist und der Wert der Trimmkapazität C sehr viel, d.h. beispielsweise mindestens um den Faktor 100, größer als der Wert der Lastkapazität C_L ist. Sollte diese Maßnahme nicht ausreichen, um zufriedenstellende Ergebnisse bezüglich Amplitudengang zu liefern, kann vor das Zweiphasennetzwerk ein sogenanntes Equalizing-Filter geschaltet werden, das den Amplitudengang des Zweiphasennetzwerks durch einen inversen Amplitudengang kompensiert. Auch bei dieser Ausführungsform ist ein exakter Gleichlauf aller Trimmelemente im Phasen- und Amplitudenpfad günstig.

Eine weitere Ausführungsform sieht vor, dass der Wert R des Trimmwiderstandes das α -fache des Wertes R_L des Lastwiderstandes ist und der Wert der Trimmkapazität C das $1/\alpha$ -fache des Wertes der Lastkapazität C_L ist. Hierdurch wird der Amplitudengang der Übertragungsfunktion zwischen Eingangs- und Ausgangssignalen wieder frequenzunabhängig. Ein Equalizing-Filter ist dann nicht notwendig.

In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform der Erfindung ist neben der komplexwertigen Lastimpedanz, also der Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes mit einer Kapazität, eine nicht verschwindende ohmsche Quellimpedanz vorgesehen. Die Netzwerkanalyse des so erhaltenen Phasenpfades führt auf eine Ausgleichsschaltung mit zwei Eingängen und einem Ausgang. Zwischen einem Eingang und dem Ausgang ist der Trimmwiderstand angeschlossen. Zwischen Eingang und Trimmwiderstand liegt ein Knoten, also ein elektrischer Verzweigungspunkt. Zwischen zweitem Eingang und dem Ausgang ist die Trimmkapazität angeschlossen. Zwischen zweitem Eingang und Trimmkapazität liegt ebenfalls ein Knoten. Jeder Knoten ist über die Reihenschaltung eines Widerstandes mit halbem Wert des Trimmwiderstands und einer Kapazität mit doppeltem Wert der Trimmkapazität nach Masse geführt. Da die Ausgleichsschaltung zwei Eingänge besitzt, ist an beiden je eine einseitig an Masse

geführte Quelle angeschlossen. Auch in dieser Ausführungsform ist ein entsprechend guter Gleichlauf sämtlicher Stellelemente in beiden Pfaden notwendig. Beide Trimmelemente R und C können problemlos variiert werden. Die Amplitudengleichheit
5 beider Ausgangssignale ist nicht mehr im mathematisch strengen Sinne exakt erfüllt, aber durch die Dimensionierung sämtlicher Bauelemente in sehr guter Näherung erreichbar. Die Amplitudenabweichung zwischen erstem und zweitem Ausgangssignal kann z.B. für einen gegebenen Frequenzbereich unter einem
10 Millidezibel gehalten werden.

Die Bauelemente mit den Werten halber Trimmwiderstand und doppelte Trimmkapazität werden in vorteilhafter Weise durch
15 -kapazitäten realisiert, da sich hierdurch die Exaktheit (doppelter bzw. halber Wert) und der Gleichlauf der entsprechenden Widerstands- und Kapazitätswerte am besten realisieren lassen.

20 In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist der Trimmwiderstand einstellbar. Hierdurch wird die erzielte Phasenverschiebung im Phasenpfad einstellbar und kann so gegebenenfalls nachgeregelt werden. Besonders vorteilhaft ist hierbei die Ausführung des Trimmwiderstandes in Form einer
25 PIN-Diode. Diese hat gegenüber z.B. einem Trimpotentiometer den Vorteil, elektrisch und nicht mechanisch regelbar zu sein.

In einer weiteren vorteilhaften Ausführungsform ist die
30 Trimmkapazität einstellbar. Dies bringt die gleichen Vorteile mit sich wie ein einstellbarer Trimmwiderstand. Besonders vorteilhaft ist die Ausführung der Trimmkapazität durch eine Kapazitätsdiode, deren Kapazität entsprechend der PIN-Diode nicht mechanisch, sondern elektrisch steuerbar ist.

35 Für die weitere Beschreibung der Erfindung wird auf die Ausführungsbeispiele der Zeichnung verwiesen. Dargestellt sind

bevorzugte, jedoch keinesfalls einschränkende Ausführungsbeispiele. Zur Verdeutlichung ist die Zeichnung nicht maßstäblich ausgeführt und gewisse Merkmale sind schematisiert abgebildet. Es zeigen

- 5 Fig. 1 ein steuerbares Zweiphasennetzwerk,
- Fig. 2 ein steuerbares Zweiphasennetzwerk mit ohmschen Quell- und Lastimpedanzen,
- Fig. 3 ein steuerbares Zweiphasennetzwerk mit verschwindender Quellimpedanz und komplexer Lastimpedanz,
- 10 Fig. 4 ein steuerbares Zweiphasennetzwerk mit ohmscher Quellimpedanz und komplexer Lastimpedanz,
- Fig. 5 Realisierungsmöglichkeiten eines Widerstands (a) und einer Kapazität (b) aus Fig. 4,
- Fig. 6 eine Realisierungsmöglichkeit für die im Zweiphasennetzwerk verwendeten Quellen,
- 15 jeweils in elektrischen Prinzipschaltbildern.

Das in Fig. 1 gezeigte Zweiphasennetzwerk 2 enthält einen Phasenpfad 4 und einen Amplitudenpfad 6. Das Zweiphasennetzwerk 2 dient insbesondere dazu, zwei um 90° phasenversetzte Ausgangssignale gleicher Amplitude zu erzeugen, wie sie beispielweise in einem IQ-Modulator oder -Demodulator benötigt werden.

25 Der Phasenpfad 4 enthält zwei Quellen 8 und 10, welche jeweils ein Eingangssignal 9 in den Phasenpfad 4 einspeisen. Die Quelle 10 ist bezüglich des Massepunkts 12 mit einem Phasenversatz von 180° gegenüber der Quelle 8 angeschlossen (erkennbar an der bezüglich Masse entgegengesetzten Orientierung des Quellenpfeils in den Quellen 8 und 10). Die Amplituden beider Quellen 8 und 10 sind exakt gleich. Dies bedeutet, dass auf der Leitung 14 das bezüglich der Leitung 16 invertierte Signal im Phasenpfad 4 anliegt. Über den beispielsweise als PIN-Diode ausgeführten Trimmwiderstand 18 mit Widerstandswert R und die beispielsweise als Kapazitätsdiode ausgeführte Trimmkapazität 20 mit Kapazitätswert C werden die
 35 Eingangssignale der Quellen 8 und 10 zur Last 22 mit Lastim-

pedanz Z_L geführt und erzeugen an dieser als erstes Ausgangssignal 24 eine Ausgangsspannung U_P .

In den Amplitudenpfad 6 wird von der zur Quelle 8 identischen Quelle 8a auf der Leitung 16a ein Eingangssignal 9 eingespeist. Abhängig vom inneren Aufbau, also der Impedanz, der Quellen 8 und 10 und der Last 22 im Phasenpfad 4 kann im Amplitudenpfad 6 eine weitere, zur Quelle 8 ebenfalls identische Quelle 8b erforderlich sein, die auf einer Leitung 16b ein weiteres Eingangssignal 9 in den Amplitudenpfad 6 einspeist. Die eine (8a) oder zwei Quellen (8a,b) sind an einem (27a) oder beiden (27a,b) Eingängen einer Ausgleichsschaltung 26 angeschlossen. Die Struktur und die Bauelemente in der Ausgleichsschaltung 26 sind von den Impedanzen der Quellen 8 und 10 und der Last 22 abhängig. Nach Durchlaufen der Ausgleichsschaltung 26 erzeugt das Eingangssignal 9 an der am Ausgang 29 angeschlossenen, zur Last 22 im Phasenpfad 4 identischen Last 22a als zweites Ausgangssignal 28 eine Ausgangsspannung U_A .

In Fig. 2 enthalten die Quellen 8, 8a und 10 je eine ideale Spannungsquelle 30 mit Quellspannung U_Q und einen ohmschen Quellwiderstand 32 mit Wert R_Q in Reihe zur Spannungsquelle 30. Die Last 22 bzw. 22a enthält einen ohmschen Lastwiderstand 34 mit Wert R_L . Die Ausgleichsschaltung 26 enthält zwischen ihrem Eingang 27a und ihrem Ausgang 29 den Trimmwiderstand 18 mit Wert R . Die optionale Quelle 8b aus Fig. 1 ist in dieser Ausführungsform nicht benötigt.

Eine Netzwerkanalyse des gezeigten Zweiphasennetzwerkes führt zu dem Ergebnis, dass das Verhältnis der Beträge der beiden Ausgangsspannungen U_P und U_A zum Betrag der Quellenspannung U_Q den Faktor

$$(1) \quad \beta = \frac{|U_P|}{|U_Q|} = \frac{|U_A|}{|U_Q|} \leq 1$$

ergibt. Der Phasenpfad 4 zeigt hierbei Allpasseigenschaft, wenn gilt

$$(2) \quad R = R_Q \frac{1+\beta}{1-\beta} \quad \text{und}$$

$$(3) \quad R_L = R_Q \frac{2\beta}{(1-\beta)^2}.$$

Die Übertragungsfunktion im Phasenpfad 4 lautet dann

$$(4) \quad H_P(s) = \frac{U_P}{U_Q} = \beta \frac{1-sRC}{1+sRC}.$$

- 5 Der Betrag von $H_P(s)$ ist also laut (1) konstant für alle s , also für alle Frequenzen. Für den Grenzfall $\beta \rightarrow 1$ ergibt sich für einen endlichen Trimmwiderstand 18 mit Wert R die bekannte Kombination $R_Q=0$ und $R_L \rightarrow \infty$. Im Amplitudenpfad 6 ist der Faktor β durch einen rein ohmschen Spannungsteiler zwischen der idealen Quelle 30 und dem Lastwiderstand 34 nachgebildet. Die Amplituden der beiden Ausgangssignale 24 und 28 sind mathematisch exakt gleich, die Phasenverschiebung zwischen beiden kann durch die Wahl der Trimmkapazität 20 auf exakt 90° eingestellt werden. Eine Variation des Trimmwiderstandes 18 ist in der Regel nicht möglich, da dann wegen (2) und (3) die Werte der Quell- und Lastimpedanzen 32 und 34 nachgeregelt werden müssen. Quell- und Lastimpedanz sind in dieser Ausführungsform auf rein ohmsche Werte R_Q und R_L beschränkt. Eine z.B. komplexwertige Impedanz Z_L der Last 22 bzw. 22a ist nicht vorgesehen und würde in der Regel zur Verletzung der Amplituden und Phasenbedingungen zwischen den Ausgangssignalen 24 und 28 führen.

- Beispielhafte Werte für die in Fig. 2 gezeigte Schaltung sind z.B. eine Amplitudendämpfung nach (1) von $\beta=0,5$. Bei einem Innenwiderstand der Quelle 8 von $R_Q=50\Omega$ ergeben sich somit die Werte für den Trimmwiderstand 18 $R=150\Omega$ und für den Lastwiderstand 34 $R_L=200\Omega$ aus (2) und (3).

- Fig. 3 zeigt ein Phasennetzwerk mit Quellen 8, 10, 8a mit verschwindendem Quellwiderstand, also nur idealen Quellen 30. Die Lastimpedanzen Z_L der Lasten 22 und 22a weisen hier einen Blindanteil auf, bestehen also aus der Parallelschaltung des Lastwiderstands 34 mit Wert R_L und der Kapazität 36 mit Wert

C_L . Die Ausgleichsschaltung 26 enthält zwischen ihrem Eingang 27a und ihrem Ausgang 29 den Trimmwiderstand 18 und die Trimmkapazität 20 in Parallelschaltung. Die Impedanz der Ausgleichsschaltung 26 als Parallelschaltung der Trimmkapazität 20 und des Trimmwiderstandes 18 kann durch Z ausgedrückt werden. Eine Netzwerkanalyse führt zu einem Betragsverhältnis der Ausgangssignale 24 und 28 zum Eingangssignal 9

$$(5) \quad \left| \frac{U_P}{U_Q} \right| = \left| \frac{U_A}{U_Q} \right| = \left| \frac{Z_L}{Z + Z_L} \right| = \left| \frac{1 + sRC}{1 + sRC + \frac{R}{R_L}(1 + sR_L C_L)} \right|.$$

In dieser Ausführungsform können die Werte R und C von Trimmwiderstand und -kapazität im Allgemeinen derart gewählt werden, dass gilt $R \ll R_L$ und $C \gg C_L$. Die Amplitude der Ausgangsspannung U_P des Phasenpfades 4 bleibt so hinreichend frequenzunabhängig, dass die Allpasseigenschaften des Phasenpfades 4 noch gut erfüllt sind. Die Analyse des Zweiphasennetzwerks nach (5) zeigt, dass beide Pfade exakt gleiche Ausgangsamplituden aufweisen. Bei den oben genannten Randbedingungen $R \ll R_L$ und $C \gg C_L$ ergibt sich für das Betragsverhältnis in (5) in guter Näherung die Konstante 1. In dieser Ausgestaltung der Erfindung können sowohl R als auch C variabel gestaltet sein.

Günstig ist in dieser Ausführungsform ein entsprechend guter Gleichlauf zwischen allen Stullelementen, also Trimmwiderständen 18 und Trimmkapazitäten 20, in beiden Pfaden 4 und 6. In dieser Ausführungsform liegt keine entartete Lastimpedanz 22 mit $Z_L \rightarrow \infty$, sondern nur die entartete Quellimpedanz $R_Q = 0$

vor. Die geringe Abweichung des Frequenzganges des Betragsverhältnisses der beiden Ausgangssignale nach Gleichung (5) von einem konstanten Wert ist im Allgemeinen tolerierbar. Falls nicht, kann, um diesen Frequenzgang zu kompensieren, ein sogenanntes Equalizing-Filter vor das Zweiphasennetzwerk 2 geschaltet werden, welches das eingespeiste Eingangssignal 9 bei allen Quellen 30 im Zweiphasennetzwerk 2 vorher um den der Betragsdämpfung nach (5) entsprechenden inversen Wert verstärkt.

Alternativ oder zusätzlich zu den Bedingungen $R \ll R_L$ und $C \gg C_L$ können die Bauelemente auch die Bedingungen $R_L = \alpha R$ und $C_L = C/\alpha$ erfüllen. Dann ist wieder die exakte Allpassbedingung erfüllt und es folgt eine für alle Frequenzen konstante

5 Amplitudendämpfung

$$(6) \quad \left| \frac{U_P}{U_Q} \right| = \left| \frac{U_A}{U_Q} \right| = \left| \frac{\alpha}{1+\alpha} \right|.$$

In diesem Fall ist kein Equalizing-Filter nötig, um einen Frequenzgang der Betragsübertragungsfunktion auszugleichen.

10 In Fig. 4 enthalten wie in Fig. 2 die Quellen 8 und 10 eine endliche ohmsche Quellimpedanz 32 mit Wert R_Q . Die Lastimpedanz 22 enthält wie in Fig. 3 die Parallelschaltung des Lastwiderstandes 34 und der Lastkapazität 36. Der Amplitudenpfad 6 wird von zwei Quellen 8a und 8b mit jeweils einer idealen
15 Spannungsquelle 30 und einer ohmschen Quellimpedanz 32, identisch zur Quelle 8, gespeist. Beide Quellen 8a und 8b sind gemäß Fig. 1 über die Leitungen 16a und 16b mit der Ausgleichsschaltung 26 verbunden. Die Ausgleichsschaltung 26 ist folgendermaßen aufgebaut: Die Leitung 16a führt zum Eingang
20 27a, von dort zu einem Knoten 37a und über einen Trimmwiderstand 18 zum Ausgang 29. Die Leitung 16b führt über den Eingang 27b, über den Knoten 37b und die Trimmkapazität 20 ebenfalls zum Ausgang 29. Von beiden Knoten 37a,b führen Reihenschaltungen nach Masse. Diese enthalten einen Widerstand 38
25 mit halbem Widerstandswert $R/2$ des Trimmwiderstandes 18 und eine Kapazität 40 mit doppeltem Wert $2C$ der Trimmkapazität 20. Da im allgemeinen Trimmwiderstand 18 und Trimmkapazität 20 veränderlich sind, ist es günstig, wenn sich auch der Widerstand 38 und die Kapazität 40 im gleichen Maße entsprechend den Werten R und C ändern; Fig. 5 zeigt eine hierfür
30 besonders vorteilhafte Ausführungsform.

Die Amplituden der Ausgangssignale 24 und 28 sind in Fig. 4 nicht mehr im mathematischen Sinne exakt gleich. Bei geeigneter Dimensionierung aller Bauelemente kann allerdings das
35 Amplitudenverhältnis $|U_P/U_A|$ der beiden Größen in dieser Aus-

führungsform über einen weiten Frequenzbereich z.B. unter 1mdB gehalten werden. Dies ist z.B. für die Werte $R_0=5\Omega$, $R=82\Omega$, $R_L=5k\Omega$ und $C_L=2pF$ gegeben. Die Wahl des Wertes C der Trimmkapazität 20 bestimmt dann die Frequenz, bei der die
5 Ausgangssignale 24 und 28 exakt um 90° phasenverschoben sind.

Vor allem bei der in Fig. 4 gezeigten Ausführungsform ist ein exakter Gleichlauf aller Stellelemente besonders vorteilhaft. Betroffen sind hier allerdings nicht nur die verschiedenen
10 Instanzen der Trimmkapazität 20 und des Trimmwiderstandes 18, sondern auch die Werte $R/2$ und $2C$ des Widerstands 38 und der Kapazität 40. Zweckmäßigerweise sind gerade diese deshalb gemäß Figur 5 ausgeführt, der Widerstand 38 als die Parallel-
schaltung zweier Trimmwiderstände 18 und die Kapazität 40 als
15 die Parallelschaltung zweier Trimmkapazitäten 20.

Vorzugsweise sind in jedem Zweiphasennetzwerk 2 gemäß Figur 1 sämtliche Elemente, wie z.B. sämtliche Trimmwiderstände 18 jeweils identisch ausgeführt, also am besten vom selben Typ
20 und aus dem selben Fertigungslos eines Bauteilherstellers. Somit ist ein möglichst guter Gleichlauf der Stellelemente, also deren nahezu identischer Widerstands- bzw. Kapazitätswert zu jedem Zeitpunkt sichergestellt. Dies führt zu einer
möglichst guten Übereinstimmung der Amplituden der Ausgangs-
25 signale 24 und 28 und zu einem möglichst guten konstanten Phasenversatz zwischen diesen beiden Signalen.

Die Quellen 30, gegebenenfalls in Verbindung mit ihren Quellwiderständen 32 sind in vorteilhafter Weise gemäß Fig. 6 ausgeführt. Dies führt dazu, dass sämtliche im Zweiphasennetzwerk verwendete Quellen und die von ihnen abgegebenen elektrischen Signale wenigstens annähernd identisch sind. Eine eigentliche und einzige Signalquelle 42 speist ein Ur-Quellsignal in einen Verstärker bzw. Phasenumkehrer 44, welcher an
30 seinen Ausgängen das verstärkte Signal 46 und das verstärkte und invertierte Signal 48 liefert. Emitterfolger 50 enthalten
35 je einen handelsüblichen Transistor, dessen Kollektor an ei-

ner Versorgungsspannung $+V_{cc}$ angeschlossen ist und dessen Emitter über einen Emitterwiderstand 58 an einer Versorgungsspannung $-V_{ee}$ angeschlossen ist. Beide verstärkte Signale 46 und 48 werden über die Emitterfolger 50 und optionale Ausgangswiderstände 52 geführt. Am Emitterfolger 50 werden die
5 Signale hierzu in die Basis der Transistoren gespeist und an deren Emitter abgegriffen. So entsteht an den Ausgängen 54 ein Signal, welches z.B. dem Signal der Quellen 8, 8a, 8b entspricht und an den Ausgängen 56 ein Signal, welches z.B.
10 dem Signal der Quelle 10 entspricht. Da die Emitterfolger basisseitig verbunden sind und identisch aufgebaut sind, können so mehrere, wie z.B. in Fig. 4 benötigte, Quellen 8, 8a, 8b und 10 identisch realisiert werden. Durch einen derartigen Aufbau der Quellen wird gewährleistet, dass sämtliche im
15 Zweiphasennetzwerk 2 verwendeten idealen Quellen 30 stets das identische bzw. lediglich vorzeicheninvertierte Signal 9 liefern und identische Quellwiderstände R_Q aufweisen.

Patentansprüche

1. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) zur Erzeugung eines ersten (24) und zweiten Ausgangssignals (28) an einer ersten (22) und zweiten Last (22a) mit wenigstens annähernd identischen Lastimpedanzen aus einem Eingangssignal (9) wenigstens annähernd identischer Quelle (8,8a,b,10),

- mit einem Phasenpfad (4) zur Erzeugung des ersten Ausgangssignals (24) aus dem Eingangssignal (9), wobei der Phasenpfad (4) eine Reihenschaltung der einseitig an Masse geführten ersten Last (22) mit zwei parallelen Zweigen enthält, und in einem Zweig die einseitig an Masse geführte Quelle (8) und ein Trimmwiderstand (18) in Reihe und im anderen Zweig die einseitig an Masse geführte Quelle (10) und eine Trimmkapazität (20) in Reihe geschaltet sind,

- und mit einem Amplitudenpfad (6) zur Erzeugung eines zweiten Ausgangssignals (28) aus dem Eingangssignal (9), wobei der Amplitudenpfad (6) eine Ausgleichsschaltung (26) zur Anpassung der Amplitude des zweiten Ausgangssignals (28) an die Amplitude des ersten Ausgangssignals (24) und die einseitig an Masse geführte zweite Last (22a) enthält, die an den Ausgang (29) der Ausgleichsschaltung (26) angeschlossen ist, und eine (8a) oder zwei (8a,b) einseitig an Masse geführte Quellen enthält, welche an den (27a) bzw. die Eingänge (27a,b) der Ausgleichsschaltung (26) angeschlossen sind.

2. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 1, bei dem die Quelle (8,8a,10) die Reihenschaltung aus einer idealen Quelle (30) und einem ohmschen Quellwiderstand (32) enthält und die Last (22,22a) einen ohmschen Lastwiderstand (34) enthält, und die Ausgleichsschaltung (26) einen zwischen deren Eingang (27a) und Ausgang (29) geschalteten Trimmwiderstand (18) enthält.

3. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 2, bei dem sich ein Faktor β aus dem Betragsverhältnis der Ausgangsspannung (24) mit Wert U_P oder der Ausgangsspannung (28) mit Wert U_A zu der an der idealen Quelle (30) abfallenden

5 Spannung U_Q wenigstens annähernd zu $\beta = \frac{|U_P|}{|U_Q|} = \frac{|U_A|}{|U_Q|} \leq 1$ ergibt, und

abhängig vom Wert R_Q des Quellwiderstands (30) der Trimmwiderstand (18) wenigstens annähernd den Wert $R = R_Q \frac{1+\beta}{1-\beta}$, und

der Lastwiderstand (34) wenigstens annähernd den Wert

$$R_L = R_Q \frac{2\beta}{(1-\beta)^2} \text{ besitzt.}$$

10

4. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 1, bei dem die Quelle (8,8a,10) eine ideale Quelle (30) enthält und die Last (22,22a) die Parallelschaltung eines ohmschen Lastwiderstands (34) mit einer Lastkapazität (36) enthält, und

15 die Ausgleichsschaltung (26) die zwischen deren Eingang (27a) und Ausgang (29) geschaltete Parallelschaltung des Trimmwiderstandes (18) mit der Trimmkapazität (20) enthält.

5. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 4, bei dem der Wert R des Trimmwiderstandes (18) wesentlich kleiner ist als der Wert R_L des Lastwiderstandes (34) und der Wert C der Trimmkapazität (20) wesentlich größer als der Wert C_L der Lastkapazität (36) ist.

25 6. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 4 oder 5, bei dem der Wert R des Trimmwiderstandes (18) das α -fache des Wertes R_L des Lastwiderstandes (34) und der Wert C der Trimmkapazität (20) das $1/\alpha$ -fache des Wertes C_L der Lastkapazität (36) ist.

30

7. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 1, bei dem die Quelle (8,8a,b,10) die Reihenschaltung aus einer idealen Quelle (30) und einem ohmschen Quellwiderstand (32) enthält und die Last (22,22a) die Parallelschaltungen eines

ohmschen Lastwiderstands (34) mit einer Lastkapazität (36) enthält, und die Ausgleichsschaltung (26) zwei Zweige aufweist, wobei der an deren einem Eingang (27a) angeschlossene Zweig zu einem Knoten (37a) und von dort zu dem am Ausgang (29) angeschlossenen Trimmwiderstand (18) führt, und der an deren Eingang (27b) angeschlossene Zweig zu einem Knoten (37b) und von dort zu der am Ausgang (29) angeschlossenen Trimmkapazität (20) führt, und von beiden Knoten (37a,b) je ein Zweig nach Masse führt, der die Reihenschaltung aus einem ohmschen Widerstand (38) und einer Kapazität (40) enthält.

8. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach einem der vorhergehenden Ansprüche mit einem einstellbaren Trimmwiderstand (18).

9. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 8, bei dem der einstellbare Trimmwiderstand (18) eine PIN-Diode enthält.

10. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, mit einer einstellbaren Trimmkapazität (20).

11. Steuerbares Zweiphasennetzwerk (2) nach Anspruch 10, bei dem die einstellbare Trimmkapazität (20) eine Kapazitätsdiode enthält.

Zusammenfassung

Steuerbares Zweiphasennetzwerk mit Amplitudenkompensation

- 5 Steuerbares Zweiphasennetzwerk zur Erzeugung zweier Ausgangssignale an zwei Lasten mit identischen Lastimpedanzen aus einem Eingangssignal einer Quelle. Das Zweiphasennetzwerk enthält einen Phasenpfad zur Erzeugung eines ersten
10 Ausgangssignals und einen Amplitudenpfad zur Erzeugung eines zweiten Ausgangssignals aus dem Eingangssignal. Der Phasenpfad enthält einen Trimmwiderstand und eine Trimmkapazität zur Beeinflussung der Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und erstem Ausgangssignal. Der Amplitudenpfad enthält eine
15 Ausgleichsschaltung zur Anpassung der Amplitude des zweiten Ausgangssignals an die Amplitude des ersten Ausgangssignals. Insbesondere ist das Zweiphasennetzwerk derart gestaltet dass beide Ausgangssignale die gleiche Amplitude aufweisen und die Phase des ersten Ausgangssignals gegenüber der des
20 zweiten Ausgangssignals eine konstante Phasenverschiebung aufweist.

FIG 1

FIG 1

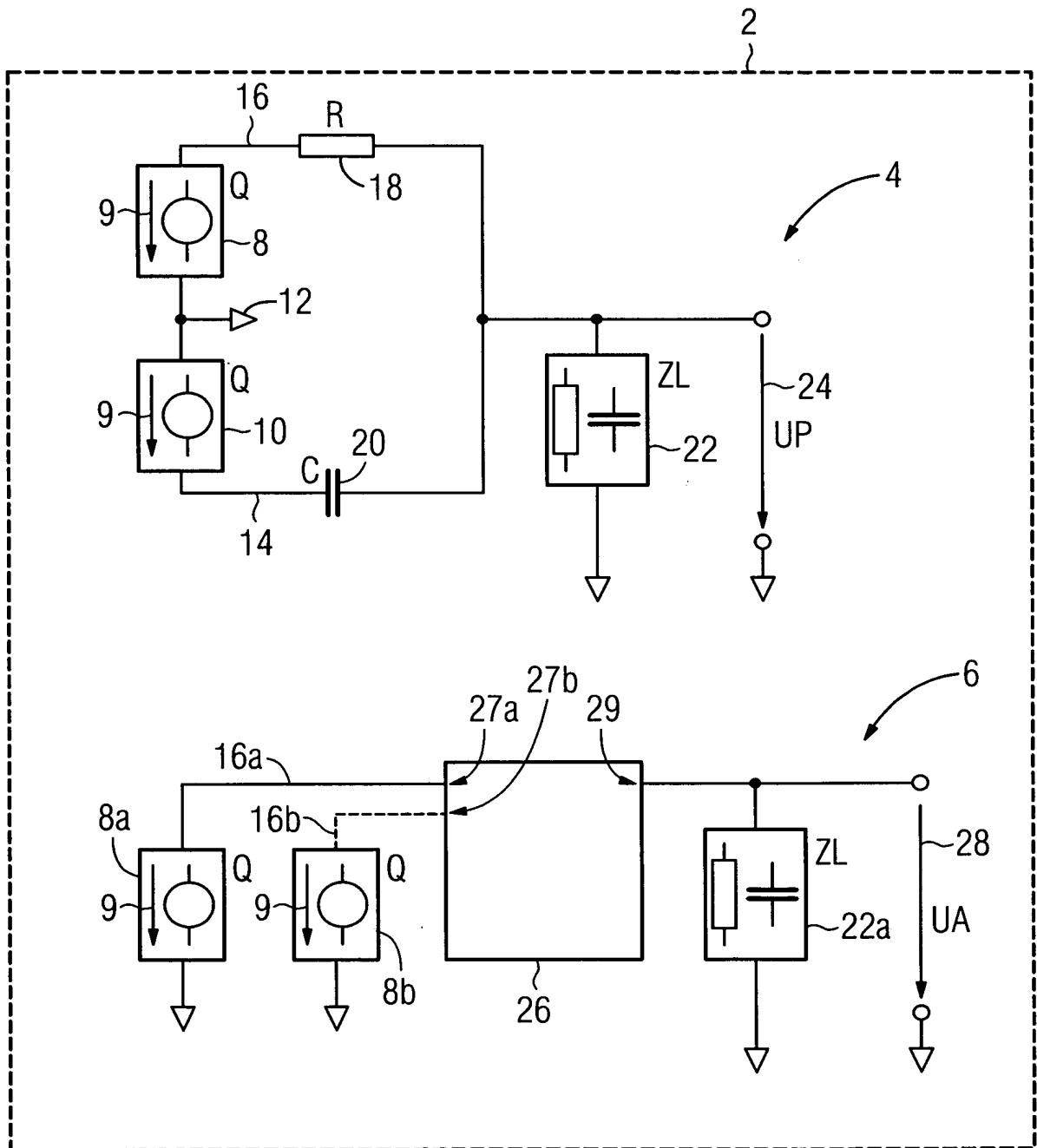


FIG 2

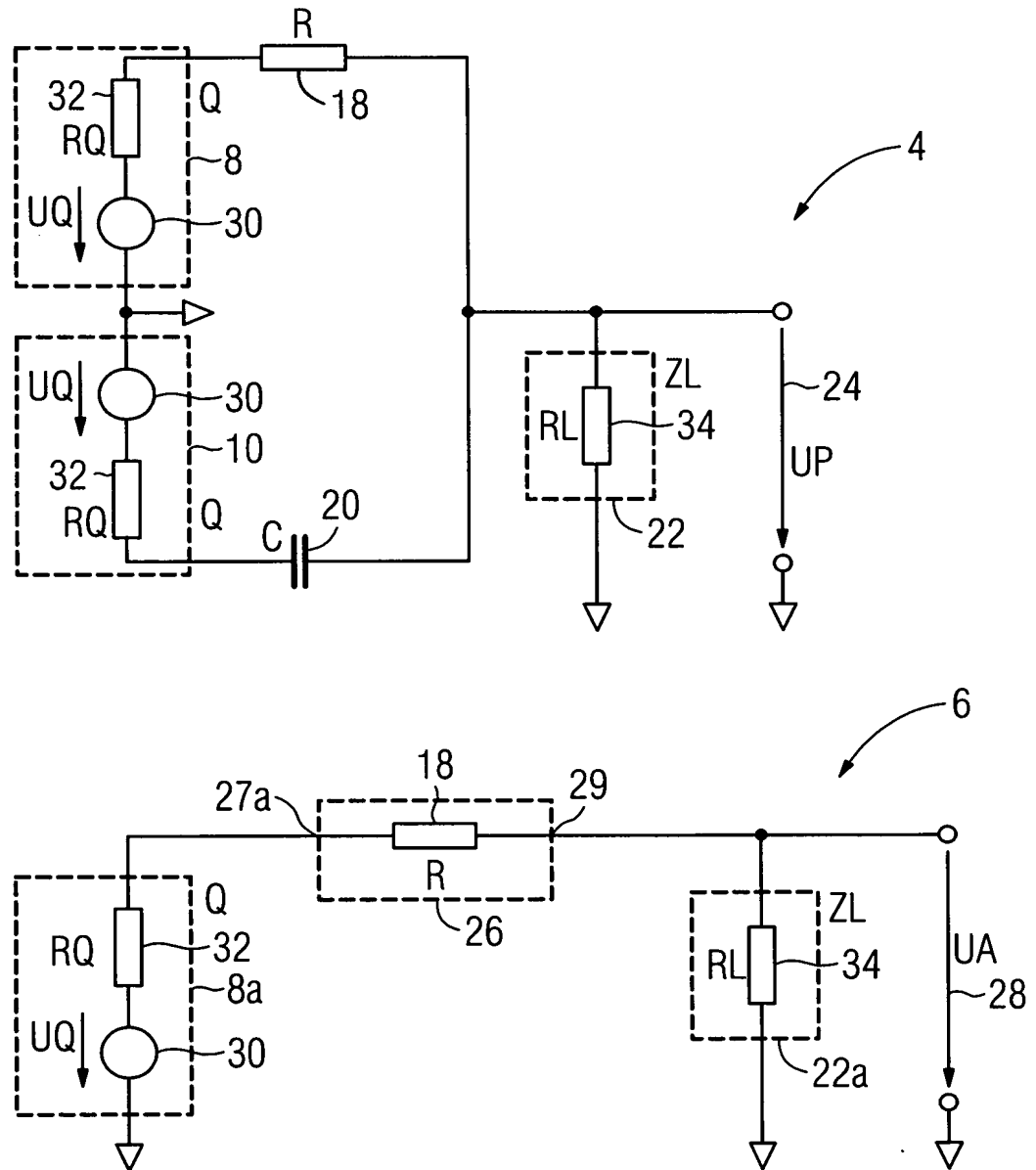


FIG 3

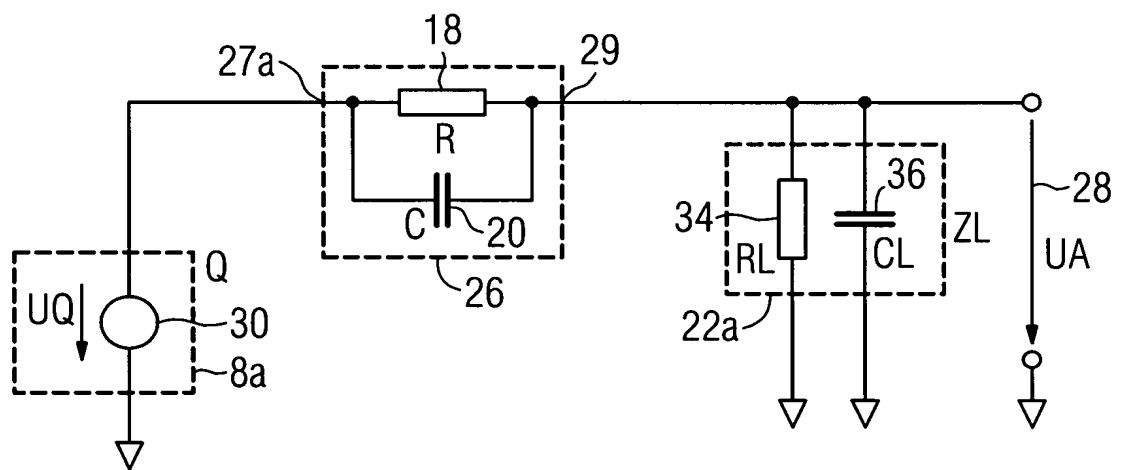
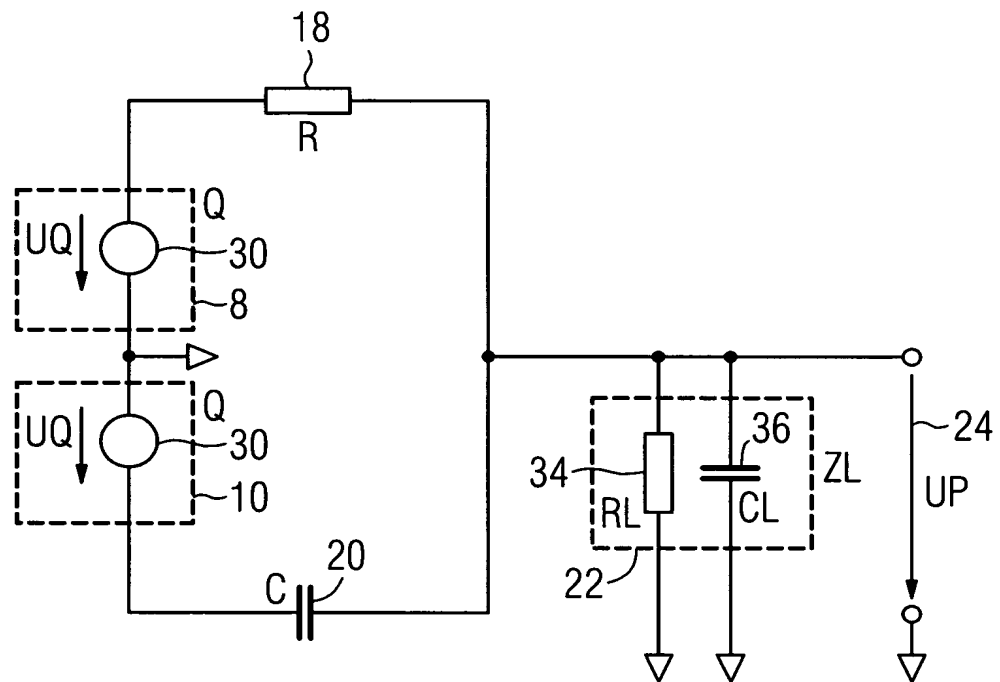


FIG 4

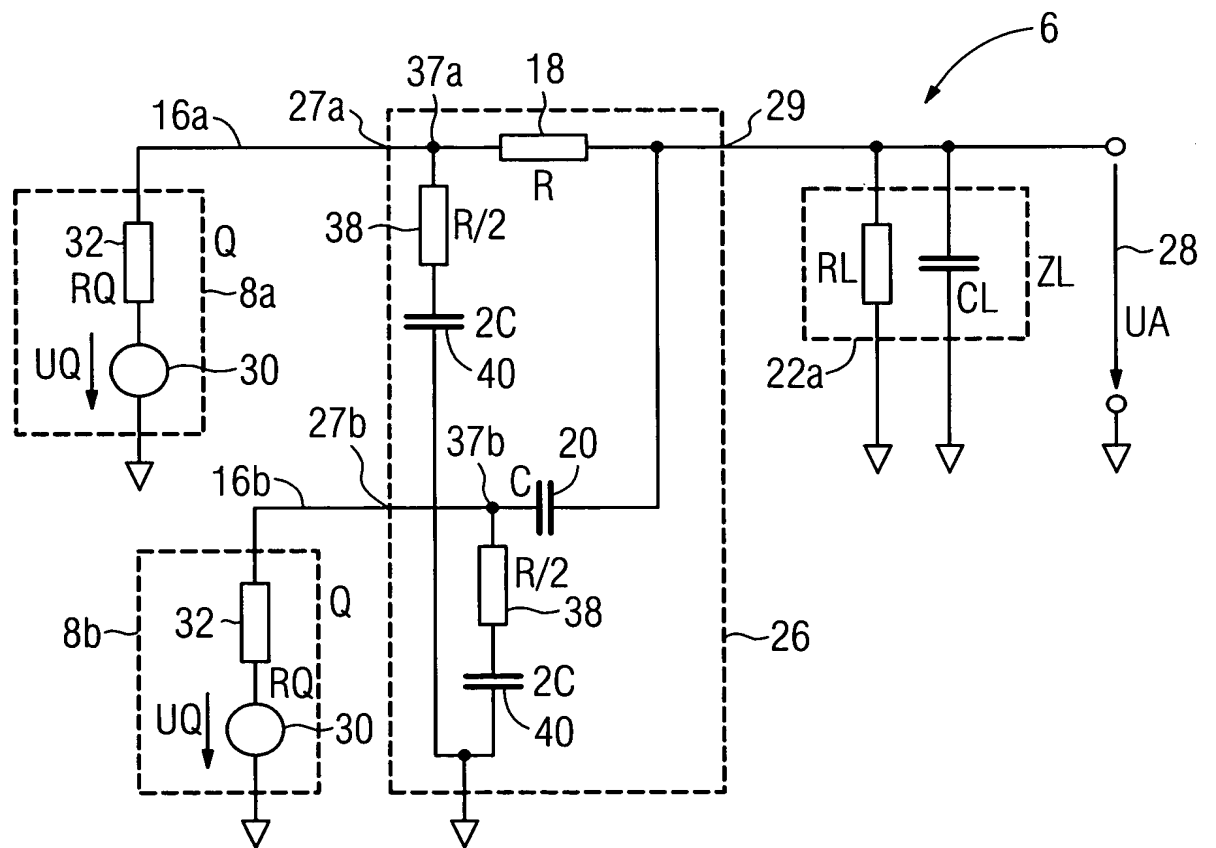
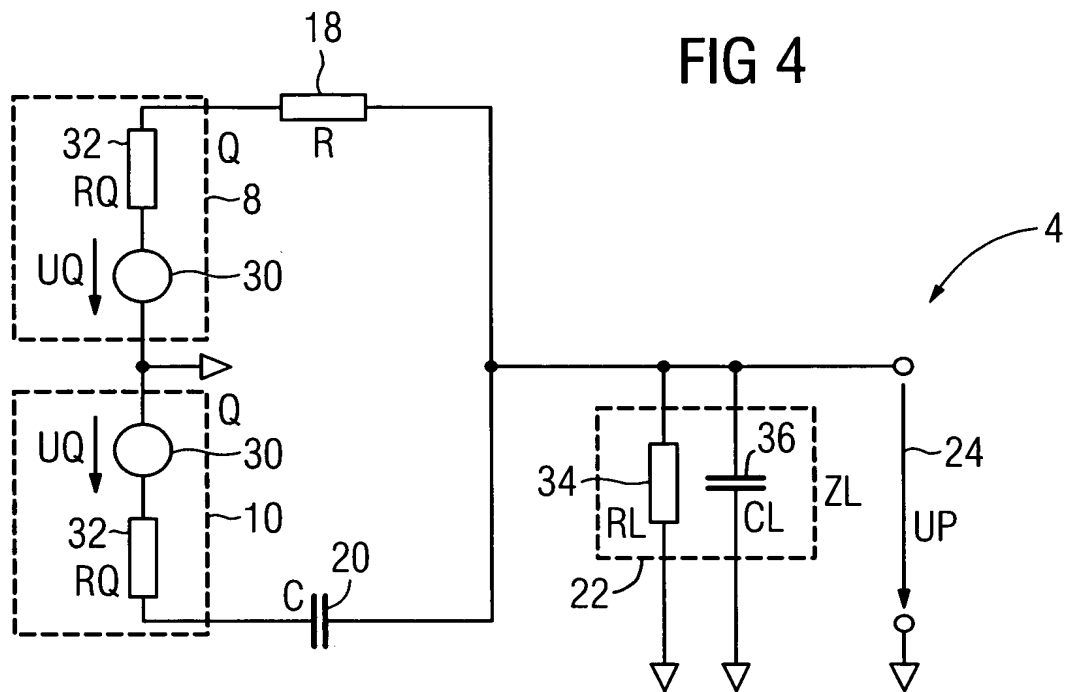


FIG 5

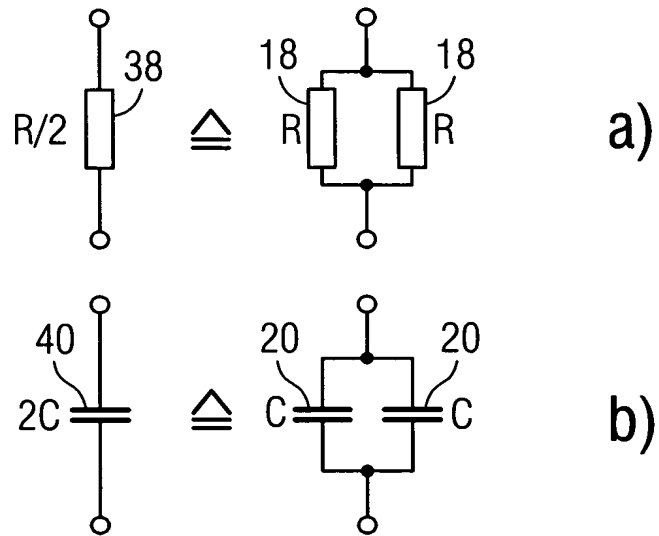


FIG 6

